

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-245979

(43)Date of publication of application : 19.09.1995

(51)Int.Cl.

H02P 5/41

H02P 5/00

(21)Application number : 06-036247

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 08.03.1994

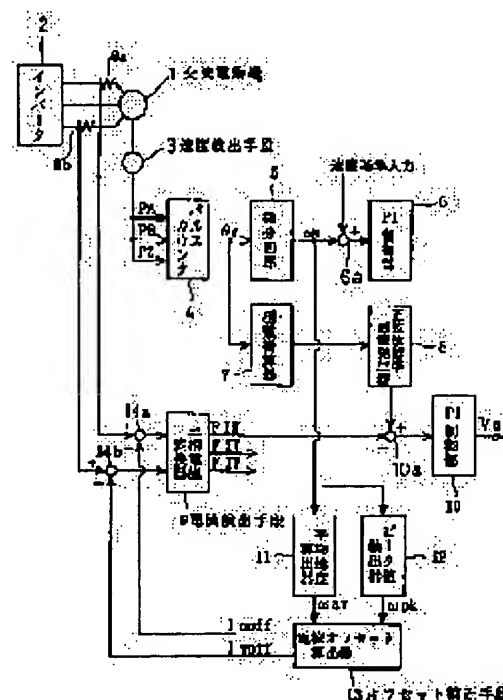
(72)Inventor : OKADA MAKOTO

(54) SPEED CONTROLLER FOR A.C. MOTOR

(57)Abstract:

**PURPOSE:** To effectively reduce torque ripples, produced in an induction motor to be controlled, due to the offset of a current detecting means.

**CONSTITUTION:** An average speed calculator 11 averages signals representing the angular velocity  $\omega$  of an induction motor 1, and thereby calculates in sequence the average values  $\omega_{av}$  of speed with the equivalent of speed ripples subtracted. A peak value detector 12 detects in sequence the peak values  $\omega_{pk}$  of speed ripples at the angular velocity  $\omega$ . A current offset calculator 13 calculates the difference between the speed ripple peak value  $\omega_{pk}$  and the average speed value  $\omega_{av}$  as the amplitude of speed ripples. Further, the current offset calculator 13 calculates a phase U offset correction command value  $l_{uoff}$  and a phase W offset correction command value  $l_{woff}$  through arithmetic operation based on the amplitude. These values are fed to computing units 14a, 14b, and the offset of three-phase current converter 9, a current detecting means, is thereby corrected.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

---

## DETAILED DESCRIPTION

---

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Industrial Application] This invention relates to the speed regulating device of the AC motor which was made to carry out feedback control of the rate of an AC motor based on the detection output of a speed detection means and a current detection means.

[0002]

[Description of the Prior Art] In drawing 5 which shows the example of a configuration of this kind of speed regulating device, the induction motor 1 which is an AC motor of a controlled system is driven at variable speed with the PWM inverter 2 of a current control form. That to which the rate detector 3 which is the speed detection means established so that the rotational speed of an induction motor 1 might be detected outputs Z phase pulse PZ as an object for machine location detection while the rotary encoder of an incremental form generally outputs the A phase pulse PA and the B phase pulse PB as a rate and an object for location detection in this case by being used is chosen. The A phase pulse PA and the B phase pulse PB from the rate detector 3 are angle-of-rotation  $\theta$  by the impulse counter 4. It is changed into the shown signal, a differential circuit 5 is led further, and it is angular-velocity  $\omega$ . It is changed into the shown signal.

[0003] The rate PI control section 6 is changed into the signal which shows torque criteria by carrying out PI (proportional integral) operation of the differential signal of the rate reference value and angular-velocity  $\omega$  which are given through computing-element 6a. The pole multiplier 7 is angle-of-rotation  $\theta$ , in order to acquire the current phase criteria which were in agreement with the magnetic pole location of an induction motor 1. The pole of an induction motor 1 is multiplied. The sinusoidal reference current generator 8 generates the signal which shows a sinusoidal reference value based on the torque criteria from the rate PI control section 6, and the current phase criteria from the pole multiplier 7.

[0004] The three phase current repeater 9 as a current detection means is the thing of a configuration of having had the current transformers 9a and 9b which detect each input current (output current of an inverter 2) of U phase of an induction motor 1 and W phase, and generates the signal which shows the load currents FIU, FIV, and FIW of U, V, and W each phase based on those detection currents. The current PI control section 10 The sinusoidal reference value and each phase load current FIU from the sinusoidal reference current generator 8, By receiving a differential signal with FIVFIW through a computing element (sign 10a being attached and only the computing element for U phases being shown), and carrying out PI operation of the differential signal The output current command value for each phases over an inverter 2 (in drawing 5, only the output current command value  $V_u$  for U phase is illustrated) is generated, and, thereby, the closed loop control of an induction motor 1 is performed.

[0005] Although an example of the relation between the rotator angle of rotation  $\theta$  of the induction motor 1 in the above configurations, the output current (input current of an induction motor 1) of an inverter 2, generating torque, and rotational speed is shown in

drawing 4 , in order to attain facilitation of explanation, the condition of an induction motor 1 not receiving disturbance and rotating with constant speed under the situation of a fixed load is assumed here. The generating torque (a part for a plane 1) when passing the sine wave-like output current (the wave of the output current  $I_a$  for a plane 1 being shown in drawing 4 (b)) which suited that magnetic pole location to the induction motor 1 in this condition will be in the condition which shows in drawing 4 (c), when it is a sine wave as the torque constant  $K_T$  (a part for a plane 1) corresponding to magnetic-flux distribution of the rotator of an induction motor 1 shows to drawing 4 (a). And the sum total generating torque for a three phase circuit turns into fixed torque, as a continuous line shows to drawing 4 (d). However, minding in this drawing 4 is the point that it is a result when assuming the condition that the sinusoidal current of the amplitude identitas from which only 120 degrees only of phase contrast differed at a time is outputted from an inverter 2, and generating magnetic-flux distribution of a rotator 1 also serves as sinusoidal magnetic flux of the amplitude identitas from which only phase contrast differed similarly.

[0006]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] There is a trouble which is described below in the equipment of a configuration conventionally [ above-mentioned ]. Since offset and adjustment dispersion surely exist, actual current and a detection current stop 1st that is, being in agreement with the output current control section, especially current detection means (three phase current repeater 9) of an inverter 2 in many cases. However, since it considers that a detection current is actual current and control which was mentioned above is performing it, when actually driving an induction motor 1, it has a possibility of generating a torque ripple. Moreover, it is premised [ 2nd ] on magnetic-flux distribution of a rotator being a sine wave-like, and since neither the cogging torque in an induction motor 1 nor property dispersion generated on manufacture of an induction motor 1 is taken into consideration, there is a possibility of this becoming a cause and generating a torque ripple.

[0007] Incidentally, in drawing 4 , the broken line shows the example of a wave when offset exists in the three phase current repeater 9 which is a current detection means. That is, the broken line in this drawing (b) shows the actual current wave for a plane 1 at the time of being superimposed on an offset part (an in one direction flowed part), a negative torque component as shown in this drawing (c) with a broken line comes to be contained in the generating torque of this phase, and the sum total generating torque for a three phase circuit turns into pulsating torque as shown in this drawing (d) with a broken line.

[0008] This invention was made in view of the above-mentioned situation, and the purpose is in offering the speed regulating device of the AC motor which can reduce now effectively the torque ripple which originates in offset of a current detection means and is generated in the AC motor of a controlled system using a rate feedback control system.

[0009]

[Means for Solving the Problem] In order that this invention may attain the above-mentioned purpose, it has the speed detection means and the current detection means of detecting the rate and input current of an AC motor, respectively. In the speed regulating device of the AC motor which was made to control the speed by controlling the current given to an AC motor based on the output current command value created based on those detection outputs The averaging means which carries out sequential calculation of the

rate average in predetermined unit time amount based on the speed detection value by said speed detection means, The peak value detection means which carries out sequential detection of the rate ripple peak value in the predetermined unit time amount of the speed detection value by said speed detection means, While calculating the difference of the rate average computed by said averaging means, and the rate ripple peak value detected by said peak value detection means as a signal which shows the amplitude of the rate ripple of said AC motor It considers as the configuration equipped with an offset amendment means to amend offset of the current detection means concerned, by subtracting the result of an operation from the detection current by said current detection means (claim 1).

[0010] Moreover, it has the speed detection means and the current detection means of detecting the rate and input current of an AC motor, respectively. In the speed regulating device of the AC motor which was made to control the speed by controlling the current given to an AC motor based on the output current command value created based on those detection outputs While computing the period of the input current of said AC motor, and the torque ripple estimate of this periodic component by differentiating the speed detection value by said speed detection means It can also consider as the configuration which establishes a current command value amendment means to add the opposite phase component of the estimate to said output current command value (claim 2).

[0011] Furthermore, it has the speed detection means and the current detection means of detecting the rate and input current of an AC motor, respectively. In the speed regulating device of the AC motor which was made to control the speed by controlling the current given to an AC motor based on the output current command value created based on those detection outputs The storage section which carries out the sequential storage of the speed detection value by said speed detection means in the above period as a rate ripple detection value by one rotation of said motor, An opposite phase torque ripple calculation means to compute opposite phase torque ripple estimate by reversing the phase of the torque ripple component obtained by differentiating the storage value by this storage section, It can also consider as the configuration which establishes a current command value amendment means to add the opposite phase torque ripple current value computed based on the opposite phase torque ripple estimate computed by this torque ripple calculation means to said output current command value (claim 3).

[0012]

[Function] The torque ripple resulting from offset of the current detection means established in order to detect the input current of an AC motor has the phenomenon of appearing as a rate ripple of the AC motor. So, with the equipment of claim 1, with the averaging means, while carrying out sequential calculation of the rate average in predetermined unit time amount based on the speed detection value by the speed detection means, sequential detection of the rate ripple peak value in the predetermined unit time amount of the above-mentioned speed detection value was carried out with the peak value detection means, and rate ripple detection of an AC motor is presented with these outputs. That is, the offset amendment means is calculating the difference of the rate average and rate ripple peak value which were computed as mentioned above as a signal which shows the amplitude of the rate ripple of said AC motor. And an offset amendment means comes to amend offset of the current detection means concerned by subtracting the above-mentioned result of an operation from the detection current by the

current detection means, and the torque ripple of an AC motor is reduced by such offset automatic amendment.

[0013] With the equipment of claim 2, the torque ripple of an AC motor is reduced using the property that a torque ripple is proportional to the differential value of the rate ripple of an AC motor. That is, a current command value amendment means reduces a torque ripple by differentiating the speed detection value by the speed detection means by computing the period of the input current of an AC motor, and the torque ripple estimate of this periodic component, and adding the opposite phase component of the estimate to the output current command value of the AC motor concerned.

[0014] Also in the equipment of claim 3, the torque ripple of an AC motor is reduced using the property that a torque ripple is proportional to the differential value of the rate ripple of an AC motor. The sequential storage of the speed detection value by said speed detection means in the above period is carried out as a rate ripple detection value by one rotation of a motor at the storage section. That is, an opposite phase torque ripple calculation means Opposite phase torque ripple estimate is computed by reversing the phase of the torque ripple component obtained by differentiating the storage value by this storage section. A current command value amendment means The opposite phase torque ripple current value computed based on the opposite phase torque ripple estimate computed by this torque ripple calculation means is added to said output current command value. Thereby, a torque ripple component unrelated to the torque fluctuation resulting from load torque fluctuation can be reduced like offset of a current detection means, and the cogging torque of an AC motor.

[0015]

[Example] Hereafter, it explains, referring to said drawing 4 in the drawing 1 list about the 1st example of this invention. However, in this example, since the same component as a configuration shown in drawing 5 exists conventionally, about those components, detailed explanation is omitted by attaching the same sign.

[0016] When the torque ripple resulting from offset of a current detection means (three phase current repeater 9) as shown in drawing 4 (d) with a broken line occurs in an induction motor 1, this example uses the phenomenon of appearing as a rate ripple as the torque ripple shows in this drawing (e) with a broken line, and has the description at the point which was made to amend a part for the above-mentioned offset with the speed detection value of an induction motor 1 automatically.

[0017] That is, when offset exists in a current detection means, it is angular-velocity [ of an induction motor 1 ]  $\omega_r$ . Since it becomes a wave containing a rate ripple at a dc component at drawing 4 (e) as a broken line shows, this rate ripple value is detected as a feedback signal for amendment for said offset.

[0018] Specifically, the mean velocity calculation machine 11 as an averaging means is angular-velocity  $\omega_r$  outputted [ in / on drawing 1 and / predetermined unit time amount (it is time amount considerable the bottom to one period of the output current) ] from a differential circuit 5. By averaging the shown signal simply, sequential calculation of the rate average  $\omega_{aav}$  (equivalent to the dc component in drawing 4 (e)) which removed a part for a rate ripple is carried out. The peak value detector 12 as a peak value detection means is angular-velocity  $\omega_r$  in the above-mentioned unit time amount. Sequential detection of the rate ripple peak value  $\omega_{gapk}$  (refer to drawing 4 (e)) is carried out.

[0019] Therefore, the amplitude of said rate ripple is detectable by subtracting rate average  $\omega_{av}$  from the above-mentioned rate ripple peak value  $\omega_{pk}$ . While the current offset calculation machine 13 is equivalent to the offset amendment means as used in the field of invention of claim 1, performs the above subtraction and detects the amplitude of a rate ripple, offset amendment of a current detection means carries out automatically using the signal which shows the amplitude, and it explains the automatic offset amendment procedure in the current offset calculation machine 13 to the configuration for it, and a list below.

[0020] That is, it is placed between each \*\* of the outgoing end of current transformers 9a and 9b and the three phase current repeater 9 which were prepared in order to detect U phase current and W phase current of an induction motor 1 by the computing elements 14a and 14b for subtracting the command value from the current offset calculation machine 13 from the detection current value of the current transformers 9a and 9b concerned. And the current offset calculation machine 13 carries out sequential execution of control like (1) - (6) below.

[0021] (1) U phase offset amendment command value  $I_{uoff}$  And W phase offset amendment command value  $I_{woff}$  It sets to "0" which is initial value.

(2) Input rate average  $\omega_{av}$  and rate ripple peak value  $\omega_{pk}$  from the mean velocity calculation machine 11 and a peak detector 12.

[0022]

(3)  $I_{uoff} = I_{uoff} + K_i - (\omega_{pk} - \omega_{av})$

\*\*\*\*\* is performed. However,  $K_i$  It is an offset correction factor (any value). and \*\* -- U phase offset amendment command value  $I_{uoff}$  acquired by the operation [ like ] It outputs to computing-element 14a.

[0023] (4) rate average  $\omega_{av}$  and rate ripple peak value  $\omega_{pk}$  -- reinputting  $(\omega_{pk} - \omega_{av})$  -- calculate, and when the result of an operation is smaller than the operation value of the last  $(\omega_{pk} - \omega_{av})$ , reperform again from the operation and command value output control of the above (3). Moreover, the above-mentioned result of an operation is equal to the operation value of the last  $(\omega_{pk} - \omega_{av})$ , or it is U phase offset amendment command value  $I_{uoff}$  of last time when large. An output halt is carried out and it shifts to the next control.

[0024]

(5)  $I_{woff} = I_{woff} + K_i - (\omega_{pk} - \omega_{av})$

\*\*\*\*\* -- carrying out -- \*\* -- W phase offset amendment command value  $I_{woff}$  acquired by the operation [ like ] It outputs to computing-element 14b.

[0025] (6) rate average  $\omega_{av}$  from the mean velocity calculation machine 11 and a peak detector 12, and rate ripple peak value  $\omega_{pk}$  -- reinputting  $(\omega_{pk} - \omega_{av})$  -- calculate, and when the result of an operation is smaller than the operation value of the last  $(\omega_{pk} - \omega_{av})$ , reperform again from the operation and command value output control of the above (5). Moreover, the above-mentioned result of an operation is equal to the operation value of the last  $(\omega_{pk} - \omega_{av})$ , or it is W phase offset amendment command value  $I_{woff}$  of last time when large. An output halt is carried out and automatic offset amendment of one batch is ended.

[0026] Even when offset exists in a current detection means by performing the above automatic offset amendments, a part for the offset is amended automatically and, thereby, can reduce the torque ripple of an induction motor 1.

[0027] Next, it explains, referring to said drawing 4 in the drawing 2 list about the 2nd example of this invention. However, in this example, since the same component as the 1st example shown in a configuration and drawing 1 conventionally shown in drawing 5 exists, about those components, detailed explanation is omitted by attaching the same sign.

[0028] That is, the period of the torque ripple resulting from offset of a current detection means has the property which becomes the period and this period of the output current of an inverter 2, as a broken line shows to drawing 4 (d). Moreover, when the inertia  $J$  of an induction motor 1 is set constant, as shown in degree type \*\*, the generating torque  $T$  of an induction motor 1 has a property proportional to the rotator acceleration which is the differential value of angular velocity  $\omega$ .

$T = J \cdot d\omega/dt$  .... \*\* [0029] A torque ripple is a thing with the property of being proportional to the differential value of the rate ripple of an induction motor 1. That is, this example By using such a property, approximating a rate ripple in the output current of an inverter 2, and the sine wave of this period, and adding directly the opposite phase component of the torque ripple presumed with the differential value of the approximate value to an output current command value It has the description at the point which was made to amend the torque ripple resulting from a part for the above-mentioned offset automatically.

[0030] Specifically, it is angular-velocity  $\omega$  to which peak value and the peak value phase detector 15 are outputted from a differential circuit 5 in drawing 2. While detecting rate ripple peak value  $\omega_{pk}$ , it is angle-of-rotation  $\theta$  from Z phase pulse PZ and the impulse counter 4 from the rate detector 3. The shown signal is incorporated, the angle of rotation of rate ripple peak value  $\omega_{pk}$  is searched for, and the phase of a rate ripple is determined based on this. However, the above-mentioned rate ripple is premised on that the component resulting from offset of a current detection means occupies the most, and resembling the list with the output current of an inverter 2, and the sine wave of this period here.

[0031] The torque ripple calculation machine 16 (equivalent to the current command value amendment means as used in the field of invention of claim 2) While asking for a torque ripple phase by advancing 90 degrees of phases of the rate ripple determined by peak value and the peak value phase detector 15 The torque ripple estimate which synchronized with U phase or W phase output current phase based on the current phase criteria from the pole multiplier 7 is computed, it has the composition of asking for the opposite phase component, and sequential execution of control like (1) - (4) is carried out below.

[0032] (1) U phase current ripple correction value  $I_{urip}$  And W phase current ripple correction value  $I_{wrip}$  is set to "0" which is initial value.

(2) while inputting rate average  $\omega_{av}$  from the mean velocity calculation machine 11 -- rate ripple peak value  $\omega_{pk}$  from peak value and the peak value phase detector 15, and phase contrast  $\psi_{rip}$  of a rate ripple and U phase current It inputs.

[0033] (3) Calculate  $I_{urip} = I_{urip} - K_t \cdot (\omega_{pk} - \omega_{av}) \cdot \sin(\theta + \psi_{rip})$   $I_{wrip} = I_{wrip} - K_t \cdot (\omega_{pk} - \omega_{av}) \cdot \sin(\theta + \pi/3 + \psi_{rip})$ , however it is  $K_t$ . It is (any value) in a current ripple correction factor. and \*\* -- U phase current ripple correction value  $I_{urip}$  acquired by the operation [ like ] And W phase current ripple correction value  $I_{wrip}$  It adds to the output current command value of U phase and W phase, respectively.

in addition -- drawing 2 -- U phase current ripple correction value  $I_{urip}$  \*\*\*\*\* -- only the component added through computing-element 10a is illustrated.

[0034] (4) rate average  $\omega_{av}$ , rate ripple peak value  $\omega_{pk}$ , and phase contrast  $\psi_{rip}$  of a rate ripple and U phase current reinputting ( $\omega_{pk} - \omega_{av}$ ) -- it calculates, and when the result of an operation is smaller than the operation value of the last ( $\omega_{pk} - \omega_{av}$ ), it reperforms again from the operation and correction value output control of the above (3). moreover -- or the above-mentioned result of an operation is equal to the operation value of the last ( $\omega_{pk} - \omega_{av}$ ) -- or U phase current ripple correction value  $I_{urip}$  of last time when large and W phase current ripple correction value  $I_{wrip}$  It considers as the current ripple amendment command of U phase and W phase as it is.

[0035] While computing the period of U phase or W phase output current phase, and the torque ripple estimate of this periodic component as mentioned above By performing current ripple amendment of adding the opposite phase component to an output current command value Even when offset exists in a current detection means, the torque ripple resulting from a part for the offset is amended automatically, and, thereby, can reduce the torque ripple of an induction motor 1.

[0036] Next, it explains, referring to said drawing 4 in the drawing 3 list about the 3rd example of this invention. However, also in this example, since the same component as the 1st example shown in a configuration and drawing 1 conventionally shown in drawing 5 exists, about those components, detailed explanation is omitted by attaching the same sign.

[0037] Also in this example, the property of previous statement that the torque ripple of an induction motor 1 is proportional to the differential value of a rate ripple is used. Namely, like offset of a current detection means, or the cogging torque of an induction motor 1 If a torque ripple component unrelated to the torque fluctuation resulting from load torque fluctuation is put in another way, it has the description at the point which amended the torque ripple component which unrelated always appears in fixed magnitude in the output current and the frequency of an inverter 2.

[0038] Specifically, it is angular-velocity [ from the differential circuit 5 whose storage section 17 is the speed detection value of an induction motor 1 in drawing 3 ]  $\omega_r$ . It is prepared in order to memorize as a rate ripple detection value. For example, it is angular-velocity [ for one rotation of an induction motor 1 ]  $\omega_r$  at least, using as a trigger signal Z phase pulse PZ outputted from the rate detector 3, whenever an induction motor 1 rotates one time. The renewal storage of sequential is carried out with a rate ripple detection value. Here, the purpose which made Z phase pulse PZ the trigger signal is for clarifying phase relation between the output current and a rate ripple, for example, in replacing with an induction motor 1 and using a permanent magnet synchronous motor, it becomes a prerequisite that Z phase pulse, a predetermined magnetic pole, and physical relationship are clear.

[0039] The opposite phase torque ripple criteria creation machine 18 as an opposite phase torque ripple calculation means While changing into the signal which shows a torque ripple component by differentiating the rate ripple detection value (the above rate ripple being shown by at least 1 rotation of an induction motor 1) memorized by the storage section 17 By reversing the phase of the signal and multiplying by the constant  $K_a$  of arbitration, opposite phase torque ripple estimate is computed and the calculation result is

given to the opposite phase torque ripple command generator 19.

[0040] This opposite phase torque ripple command generator 19 calculates the opposite phase torque ripple current value which is equivalent to the current command value amendment means as used in the field of invention of claim 3, and made Z phase pulse PZ the synchronizing signal from said opposite phase torque ripple estimate, and agreed in the current phase based on the current phase criteria from the pole multiplier 7, and adds it to the output current command value of U phase and W phase by making that current value into current ripple correction value. In addition, rate ripple peak value  $\omega_{pk}$  from rate average  $\omega_{av}$  and the peak value detector 12 from the mean velocity calculation machine 11 is inputted into this opposite phase torque ripple command generator 19 for evaluation of the above-mentioned amendment output.

[0041] Hereafter, a series of functions by the above-mentioned storage section 17, the opposite phase torque ripple creation machine 18, and the opposite phase torque ripple command generator 19 are shown in (1) - (5).

(1) Multiplier Ka It sets to "0" which is initial value.

[0042] (2) while detecting angular-velocity  $\omega$ , rate average  $\omega_{av}$ , and rate ripple peak value  $\omega_{pk}$  -- the amplitude of a rate ripple -- being shown ( $\omega_{av}$  --  $\omega_{av}$ ) -- calculate.

(3) Calculate  $K_a = K_a + K_o$ . However,  $K_o$  It can be set as any value with a current ripple correction factor.

[0043]

(4)  $I_{urip} = -K_a$  and  $d\omega_{urip}/dt (= 0)$   $I_{urip} = -K_a$  and  $d\omega_{urip}/dt (= 120)$  -- carrying out -- \*\* -- U phase current ripple correction value  $I_{urip}$  acquired by the operation [ like ] And W phase current ripple correction value  $I_{urip}$  It adds to the output current command value of U phase and W phase, respectively. in addition -- drawing 3 -- U phase current ripple correction value  $I_{urip}$  \*\*\*\*\* -- only the component added through computing-element 10a is illustrated.

[0044] (5) angular-velocity  $\omega$ , rate average  $\omega_{av}$ , and rate ripple peak value  $\omega_{pk}$  -- re--- detecting ( $\omega_{pk} - \omega_{av}$ ) -- calculate, and when the result of an operation is smaller than the operation value of the last ( $\omega_{pk} - \omega_{av}$ ), reperform again from operation control of the above (3). Moreover, the above-mentioned result of an operation is equal to the operation value of the last ( $\omega_{pk} - \omega_{av}$ ), or it is U phase current ripple correction value  $I_{urip}$  of last time when large. And W phase current ripple correction value  $I_{urip}$  It considers as the current ripple amendment command of U phase and W phase as it is.

[0045] By performing the above control, a torque ripple component unrelated to the torque fluctuation resulting from load torque fluctuation like offset of a current detection means and the cogging torque of an induction motor 1 can be reduced now.

[0046] In addition, in each above-mentioned example, although each input current of U phase of an induction motor 1 and W phase was detected, a current detection phase can be set as arbitration. Moreover, the circuitry element for feedback control can also be obtained by the program of a microcomputer.

[0047]

[Effect of the Invention] By the above explanation, since offset of a current detection means was considered as the configuration which carries out automatic amendment using the rate ripple of the AC motor for speed control according to invention of claim 1, so that

clearly, the torque ripple which originates in the offset and is generated can be effectively reduced using a rate feedback control system. Moreover, according to invention of claim 2, since the output current command value over an AC motor was directly amended using the property that a torque ripple is proportional to the differential value of the rate ripple of an AC motor, the torque ripple which originates in offset of a current detection means and is generated can be reduced effectively. Furthermore, according to invention of claim 3, since the opposite phase torque ripple current value computed using the above-mentioned property was added to the output current command value over an AC motor, the whole torque ripple component unrelated to the torque fluctuation resulting from load torque fluctuation like offset of a current detection means and the cogging torque of an AC motor can be reduced.

---

## CLAIMS

---

### [Claim(s)]

[Claim 1] The speed regulating device of the AC motor which was made to control the speed by controlling the current given to an AC motor based on the output current command value which has the speed detection means and the current detection means of detecting the rate and input current of an AC motor which are characterized by providing the following, respectively, and was created based on those detection outputs The averaging means which carries out sequential calculation of the rate average in predetermined unit time amount based on the speed detection value by said speed detection means The peak value detection means which carries out sequential detection of the rate ripple peak value in the predetermined unit time amount of the speed detection value by said speed detection means An offset amendment means to amend offset of the current detection means concerned by subtracting the result of an operation from the detection current by said current detection means while calculating the difference of the rate average computed by said averaging means, and the rate ripple peak value detected by said peak value detection means as a signal which shows the amplitude of the rate ripple of said AC motor

[Claim 2] The speed regulating device of an AC motor characterized by providing or including the following The speed detection means and the current detection means of detecting the rate and input current of an AC motor, respectively A current command value amendment means add the opposite phase component of the estimate to said output current command value while computing the period of the input current of said AC motor, and the torque ripple estimate of this periodic component by differentiating the speed-detection value by said speed detection means in the speed regulating device of the AC motor which was made to control the speed by controlling the current given to an AC motor based on the output current command value created based on those detection outputs

[Claim 3] The speed regulating device of the AC motor which was made to control the speed by controlling the current given to an AC motor based on the output current command value which has the speed detection means and the current detection means of detecting the rate and input current of an AC motor which are characterized by providing

the following, respectively, and was created based on those detection outputs The storage section which carries out the sequential storage of the speed detection value by said speed detection means in the above period as a rate ripple detection value by one rotation of said motor An opposite phase torque ripple calculation means to compute opposite phase torque ripple estimate by reversing the phase of the torque ripple component obtained by differentiating the storage value by this storage section A current command value amendment means to add the opposite phase torque ripple current value computed based on the opposite phase torque ripple estimate computed by this torque ripple calculation means to said output current command value

---

[Translation done.]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-245979

(43) 公開日 平成7年(1995)9月19日

(51) IntCl<sup>5</sup>

H 0 2 P 5/41  
5/00

識別記号

3 0 2 Q  
K

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数3 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平6-36247

(22) 出願日 平成6年(1994)3月8日

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 岡田 信

三重県三重郡朝日町大字纏生2121番地 株  
式会社東芝三重工場内

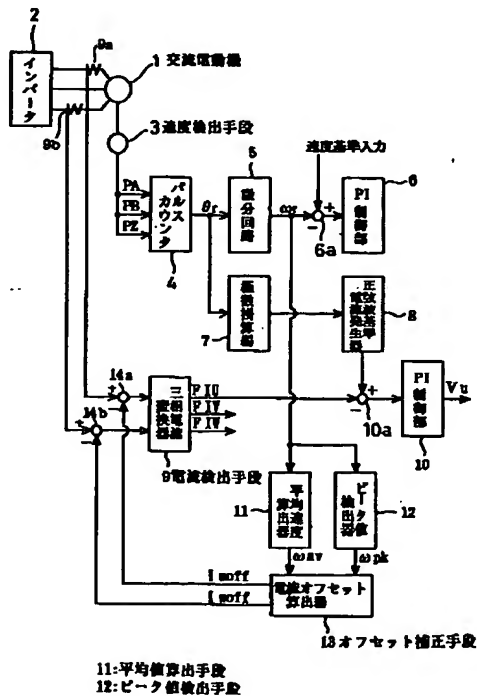
(74) 代理人 弁理士 則近 憲佑

(54) 【発明の名称】 交流電動機速度制御装置

(57) 【要約】

【目的】 電流検出手段のオフセットに起因して制御対象の誘導電動機に発生するトルクリップルを効果的に低減すること。

【構成】 平均速度算出器11は、誘導電動機1の角速度 $\omega_r$ を示す信号を平均することにより、速度リップル分を除去した速度平均値 $\omega_{av}$ を順次算出する。ピーク値検出器12は、上記角速度 $\omega_r$ の速度リップルピーク値 $\omega_{pk}$ を順次検出する。電流オフセット算出器13は、速度リップルピーク値 $\omega_{pk}$ と速度平均値 $\omega_{av}$ との差を速度リップルの振幅として算出すると共に、その振幅に基づいた演算によりU相オフセット補正指令値 $I_{uoff}$ 及びW相オフセット補正指令値 $I_{woff}$ を算出し、これを演算器14a、14bに与えることにより電流検出手段である三相電流変換器9のオフセットを補正する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 交流電動機は速度及び入力電流をそれぞれ検出する速度検出手段及び電流検出手段を有し、それらの検出出力に基づいて作成した出力電流指令値に基づいて交流電動機に与える電流を制御することにより速度制御を行うようにした交流電動機は速度制御装置において、

前記速度検出手段による速度検出値に基づいて所定の単位時間での速度平均値を順次算出する平均値算出手段と、

前記速度検出手段による速度検出値の所定の単位時間での速度リップルピーク値を順次検出するピーク値検出手段と、

前記平均値算出手段により算出される速度平均値と前記ピーク値検出手段により検出される速度リップルピーク値との差を前記交流電動機は速度リップルの振幅を示す信号として演算すると共に、その演算結果を前記電流検出手段による検出電流から減算することにより当該電流検出手段のオフセットを補正するオフセット補正手段とを備えたことを特徴とする交流電動機は速度制御装置。

【請求項2】 交流電動機は速度及び入力電流をそれぞれ検出する速度検出手段及び電流検出手段を有し、それらの検出出力に基づいて作成した出力電流指令値に基づいて交流電動機に与える電流を制御することにより速度制御を行うようにした交流電動機は速度制御装置において、

前記速度検出手段による速度検出値を微分することにより前記交流電動機は入力電流の周期と同周期成分のトルクリップル推定値を算出すると共に、その推定値の逆位相成分を前記出力電流指令値に加算する電流指令値補正手段を設けたことを特徴とする交流電動機は速度制御装置。

【請求項3】 交流電動機は速度及び入力電流をそれぞれ検出する速度検出手段及び電流検出手段を有し、それらの検出出力に基づいて作成した出力電流指令値に基づいて交流電動機に与える電流を制御することにより速度制御を行うようにした交流電動機は速度制御装置において、

前記電動機の1回転分以上の期間での前記速度検出手段による速度検出値を速度リップル検出値として順次記憶する記憶部と、

この記憶部による記憶値を微分することにより得たトルクリップル成分の位相を反転させることにより逆位相トルクリップル推定値を算出する逆位相トルクリップル算出手段と、

このトルクリップル算出手段により算出された逆位相トルクリップル推定値に基づいて算出した逆位相トルクリップル電流値を前記出力電流指令値に加算する電流指令値補正手段とを設けたことを特徴とする交流電動機は速度制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、交流電動機は速度検出手段及び電流検出手段の検出出力に基づいてフィードバック制御するようにした交流電動機は速度制御装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】この種の速度制御装置の構成例を示す図5において、制御対象の交流電動機である誘導電動機1は、例えば電流制御形のPWMインバータ2により可変速駆動される。誘導電動機1の回転速度を検出するように設けられた速度検出手段である速度検出器3は、一般的にはインクリメンタル形のロータリエンコーダが使用されるもので、この場合には、速度及び位置検出用としてA相パルスPA、B相パルスPBを出力すると共に、機械位置検出用としてZ相パルスPZを出力するものが選択される。速度検出器3からのA相パルスPA及びB相パルスPBは、パルスカウンタ4によって回転角 $\theta_r$ を示す信号に変換され、さらに微分回路5を通じて角速度 $\omega_r$ を示す信号に変換される。

【0003】速度PI制御部6は、演算器6aを通じて与えられる速度基準値と角速度 $\omega_r$ との差分信号をPI（比例積分）演算することによって、トルク基準を示す信号に変換する。極数掛算器7は、誘導電動機1の磁極位置と一致した電流位相基準を得るために、回転角 $\theta_r$ と誘導電動機1の極数とを掛け合わせる。正弦波基準電流発生器8は、速度PI制御部6からのトルク基準と極数掛算器7からの電流位相基準とに基づいて正弦波基準値を示す信号を発生する。

【0004】電流検出手段としての三相電流変換器9は、誘導電動機1のU相及びW相の各入力電流（インバータ2の出力電流）を検出する変流器9a、9bを備えた構成のもので、それらの検出電流に基づいてU、V、W各相の負荷電流F<sub>IU</sub>、F<sub>IV</sub>、F<sub>IW</sub>を示す信号を発生する。電流PI制御部10は、正弦波基準電流発生器8からの正弦波基準値と各相負荷電流F<sub>IU</sub>、F<sub>IV</sub>、F<sub>IW</sub>との差分信号を演算器（U相用の演算器のみを符号10aを付して示す）を通じて受けるようになっており、その差分信号をPI演算することによって、インバータ2に対する各相用の出力電流指令値（図5ではU相分の出力電流指令値V<sub>u</sub>のみ図示）を発生するものであり、これにより誘導電動機1の閉ループ制御が行われる。

【0005】図4には、上記のような構成における誘導電動機1の回転子回転角度 $\theta$ と、インバータ2の出力電流（誘導電動機1の入力電流）、発生トルク及び回転速度との関係の一例が示されているが、ここでは説明の簡便化を図るために、誘導電動機1が外乱を受けることなく一定負荷の状況下で一定速度で回転されている状態を想定している。この状態で、誘導電動機1に対し、その磁極位置に合った正弦波状出力電流（図4（b）に1

相分の出力電流  $I_a$  の波形を示す) を流したときの発生トルク (1 相分) は、誘導電動機 1 の回転子の磁束分布に対応したトルク定数  $K_T$  (1 相分) が図 4 (a) に示すような正弦波であった場合に、図 4 (c) に示す状態となる。そして、3 相分の合計発生トルクは、図 4

(d) に実線で示すように一定トルクとなる。但し、この図 4 において留意することは、インバータ 2 からは、位相差のみが  $120^\circ$  ずつ異なった振幅同一の正弦波電流が出力され、回転子 1 の発生磁束分布も同様に位相差のみが異なった振幅同一の正弦波磁束となる状態を想定したときの結果であるという点である。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】上記従来構成の装置においては以下に述べるような問題点がある。つまり、第 1 に、インバータ 2 の出力電流制御部、特に電流検出手段 (三相電流変換器 9) には、必ずオフセット及び調整ばらつきが存在するため、実電流と検出電流とが一致しなくなる場合が多いものである。しかしながら、前述したような制御は、検出電流を実電流と見なして行っているため、実際に誘導電動機 1 を駆動する場合にはトルクリップルを発生する虞がある。また、第 2 に、回転子の磁束分布が正弦波状であることを前提としており、誘導電動機 1 におけるコギングトルクや、誘導電動機 1 の製造上において発生する特性ばらつきなどが考慮されていないため、これが原因となってトルクリップルを発生する虞がある。

【0007】因みに、図 4 中には、電流検出手段である三相電流変換器 9 にオフセットが存在した場合の波形例を破線で示している。つまり、同図 (b) 中の破線は、オフセット分 (直流分) が重畳された場合の 1 相分の実電流波形を示したものであり、この相の発生トルクには同図 (c) に破線で示すような負トルク成分が含まれるようになって、3 相分の合計発生トルクは、同図 (d) に破線で示すような脈動トルクとなる。

【0008】本発明は上記事情に鑑みてなされたもので、その目的は、電流検出手段のオフセットに起因して制御対象の交流電動機に発生するトルクリップルを、速度フィードバック制御系を利用して効果的に低減できるようにする交流電動機速度制御装置を提供することにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明は上記目的を達成するために、交流電動機速度及び入力電流をそれぞれ検出する速度検出手段及び電流検出手段を有し、それらの検出出力に基づいて作成した出力電流指令値に基づいて交流電動機に与える電流を制御することにより速度制御を行うようにした交流電動機速度制御装置において、前記速度検出手段による速度検出値に基づいて所定の単位時間での速度平均値を順次算出する平均値算出手段と、前記速度検出手段による速度検出値の所定の単位

時間での速度リップルピーク値を順次検出するピーク値検出手段と、前記平均値算出手段により算出される速度平均値と前記ピーク値検出手段により検出される速度リップルピーク値との差を前記交流電動機速度リップルの振幅を示す信号として演算すると共に、その演算結果を前記電流検出手段による検出電流から減算することにより当該電流検出手段のオフセットを補正するオフセット補正手段とを備えた構成としたものである (請求項 1)。

【0010】また、交流電動機速度及び入力電流をそれぞれ検出する速度検出手段及び電流検出手段を有し、それらの検出出力に基づいて作成した出力電流指令値に基づいて交流電動機に与える電流を制御することにより速度制御を行うようにした交流電動機速度制御装置において、前記速度検出手段による速度検出値を微分することにより前記交流電動機の入力電流の周期と同周期成分のトルクリップル推定値を算出すると共に、その推定値の逆位相成分を前記出力電流指令値に加算する電流指令値補正手段を設ける構成とすることもできる (請求項 2)。

【0011】さらに、交流電動機速度及び入力電流をそれぞれ検出する速度検出手段及び電流検出手段を有し、それらの検出出力に基づいて作成した出力電流指令値に基づいて交流電動機に与える電流を制御することにより速度制御を行うようにした交流電動機速度制御装置において、前記電動機の 1 回転分以上の期間での前記速度検出手段による速度検出値を速度リップル検出値として順次記憶する記憶部と、この記憶部による記憶値を微分することにより得たトルクリップル成分の位相を反転させることにより逆位相トルクリップル推定値を算出する逆位相トルクリップル算出手段と、このトルクリップル算出手段により算出された逆位相トルクリップル推定値に基づいて算出した逆位相トルクリップル電流値を前記出力電流指令値に加算する電流指令値補正手段とを設ける構成とすることもできる (請求項 3)。

【0012】

【作用】交流電動機の入力電流を検出するために設けられた電流検出手段のオフセットに起因したトルクリップルは、その交流電動機速度リップルとして出現する現象がある。そこで、請求項 1 の装置では、平均値算出手段により、速度検出手段による速度検出値に基づいて、所定の単位時間での速度平均値を順次算出すると共に、ピーク値検出手段により上記速度検出値の所定の単位時間での速度リップルピーク値を順次検出し、これらの出力を交流電動機速度リップル検出に供している。つまり、オフセット補正手段は、上記のように算出された速度平均値と速度リップルピーク値との差を前記交流電動機速度リップルの振幅を示す信号として演算している。そして、オフセット補正手段は、上記演算結果を電流検出手段による検出電流から減算することにより当該

電流検出手段のオフセットを補正するようになり、このようなオフセット自動補正により交流電動機のトルクリップルが低減される。

【0013】請求項2の装置では、トルクリップルが交流電動機の速度リップルの微分値に比例するという特性を利用して交流電動機のトルクリップルを低減させている。つまり、電流指令値補正手段は、速度検出手段による速度検出値を微分することにより交流電動機の入力電流の周期と同周期成分のトルクリップル推定値を算出し、その推定値の逆位相成分を当該交流電動機の出力電流指令値に加算することにより、トルクリップルを低減させる。

【0014】請求項3の装置においても、トルクリップルが交流電動機の速度リップルの微分値に比例するという特性を利用して交流電動機のトルクリップルを低減させている。つまり、電動機の1回転分以上の期間での前記速度検出手段による速度検出値が速度リップル検出値として記憶部に順次記憶され、逆位相トルクリップル算出手段は、この記憶部による記憶値を微分することにより得たトルクリップル成分の位相を反転させることにより逆位相トルクリップル推定値を算出し、電流指令値補正手段は、このトルクリップル算出手段により算出された逆位相トルクリップル推定値に基づいて算出した逆位相トルクリップル電流値を前記出力電流指令値に加算する。これにより、電流検出手段のオフセット及び交流電動機のコギングトルクなどのように、負荷トルク変動に起因したトルク変動と無関係なトルクリップル成分を低減できる。

【0015】

【実施例】以下、本発明の第1実施例について図1並びに前記図4を参照しながら説明する。但し、本実施例においては、図5に示した従来構成と同一の構成部分が存在するから、それらの構成部分については同一符号を付すことによって詳細な説明を省略する。

【0016】本実施例は、誘導電動機1に、図4(d)に破線で示すような電流検出手段(三相電流変換器9)のオフセットに起因したトルクリップルが発生した場合には、そのトルクリップルが同図(e)に破線で示すような速度リップルとして出現する現象を利用したものであり、誘導電動機1の速度検出値により上記オフセット分の補正を自動的に行うようにした点に特徴を有する。

【0017】つまり、電流検出手段にオフセットが存在する場合には、誘導電動機1の角速度 $\omega_r$ は、図4

(e)に破線で示すように直流成分に速度リップルを含んだ波形となるから、この速度リップル値を、前記オフセット分の補正のためのフィードバック信号として検出する。

【0018】具体的には、図1において、平均値算出手段としての平均速度算出器11は、所定の単位時間(例えば出力電流の1周期に相当した時間)において微分回

路5から出力される角速度 $\omega_r$ を示す信号を単純に平均することにより、速度リップル分を除去した速度平均値 $\omega_{av}$ (図4(e)中の直流成分に相当)を順次算出する。ピーク値検出手段としてのピーク値検出器12は、上記単位時間における角速度 $\omega_r$ の速度リップルピーク値 $\omega_{pk}$ (図4(e)参照)を順次検出する。

【0019】従って、上記速度リップルピーク値 $\omega_{pk}$ から速度平均値 $\omega_{av}$ を減算することにより、前記速度リップルの振幅を検出できるものである。電流オフセット算出器13は、請求項1の発明でいうオフセット補正手段に相当するもので、上記のような減算を行って速度リップルの振幅を検出すると共に、その振幅を示す信号を利用して電流検出手段のオフセット補正を自動的に行うものであり、以下そのための構成、並びに電流オフセット算出器13での自動オフセット補正手順について説明する。

【0020】即ち、誘導電動機1のU相電流及びW相電流を検出するために設けられた変流器9a、9bの出力端と三相電流変換器9との各間には、当該変流器9a、9bの検出電流値から電流オフセット算出器13からの指令値を減算するための演算器14a、14bが介在される。そして、電流オフセット算出器13は、以下

(1)～(6)のような制御を順次実行する。

【0021】(1)U相オフセット補正指令値 $I_{uoff}$ 及びW相オフセット補正指令値 $I_{woff}$ を初期値である例えば「0」にセットする。

(2)平均速度算出器11及びピーク検出器12から速度平均値 $\omega_{av}$ 及び速度リップルピーク値 $\omega_{pk}$ を入力する。

【0022】

(3)  $I_{uoff} = I_{uoff} + K_i \cdot (\omega_{pk} - \omega_{av})$

の演算を行う。但し、 $K_i$ はオフセット補正係数(任意の値)である。そして、斯様な演算により得たU相オフセット補正指令値 $I_{uoff}$ を演算器14aへ出力する。

【0023】(4)速度平均値 $\omega_{av}$ 及び速度リップルピーク値 $\omega_{pk}$ を再入力して $(\omega_{pk} - \omega_{av})$ を演算し、その演算結果が前回の $(\omega_{pk} - \omega_{av})$ の演算値より小さい場合には、前記(3)の演算及び指令値出力制御から再度実行し直す。また、上記演算結果が前回の $(\omega_{pk} - \omega_{av})$ の演算値と等しいか若しくは大きい場合には、前回のU相オフセット補正指令値 $I_{uoff}$ を出力停止し、次の制御へ移行する。

【0024】

(5)  $I_{woff} = I_{woff} + K_i \cdot (\omega_{pk} - \omega_{av})$

の演算を行い、斯様な演算により得たW相オフセット補正指令値 $I_{woff}$ を演算器14bへ出力する。

【0025】(6)平均速度算出器11及びピーク検出器12から速度平均値 $\omega_{av}$ 及び速度リップルピーク値 $\omega_{pk}$ を再入力して $(\omega_{pk} - \omega_{av})$ を演算し、その演算結果が前回の $(\omega_{pk} - \omega_{av})$ の演算値より小さい場合には、

前記(5)の演算及び指令値出力制御から再度実行し直す。また、上記演算結果が前回の $(\omega_{pk}-\omega_{av})$ の演算値と等しいか若しくは大きい場合には、前回のW相オフセット補正指令値 $I_{woff}$ を出力停止し、1回分の自動オフセット補正を終了する。

【0026】以上のような自動オフセット補正が行われることにより、電流検出手段にオフセットが存在する場合でも、そのオフセット分が自動的に補正されるものであり、これにより誘導電動機1のトルクリップルを低減できるようになる。

【0027】次に、本発明の第2実施例について図2並びに前記図4を参照しながら説明する。但し、この実施例においては、図5に示した従来構成及び図1に示した第1実施例と同一の構成部分が存在するから、それらの構成部分については同一符号を付すことによって詳細な説明を省略する。

【0028】即ち、電流検出手段のオフセットに起因したトルクリップルの周期は、図4(d)に破線で示すように、インバータ2の出力電流の周期と同周期になる特性がある。また、誘導電動機1のイナーシャ $J$ を一定とした場合、次式①に示すように、誘導電動機1の発生トルク $T$ は、角速度 $\omega$ の微分値である回転子加速度に比例する特性がある。

$$T = J \cdot d\omega / dt \quad \cdots \cdots \textcircled{1}$$

【0029】つまり、トルクリップルは、誘導電動機1の速度リップルの微分値に比例するという特性があるもので、本実施例は、このような特性を利用し、速度リップルをインバータ2の出力電流と同周期の正弦波にて近似し、その近似値の微分値により推定したトルクリップルの逆位相成分を、出力電流指令値に直接加算することによって、上記オフセット分に起因したトルクリップルの補正を自動的に行うようにした点に特徴を有する。

【0030】具体的には、図2において、ピーク値及びピーク値位相検出器15は、微分回路5から出力される角速度 $\omega_r$ の速度リップルピーク値 $\omega_{pk}$ を検出すると共に、速度検出器3からのZ相パルス $P_Z$ 及びパルスカウンタ4からの回転角 $\theta_r$ を示す信号を取り込んで、速度リップルピーク値 $\omega_{pk}$ の回転角を求め、これに基づいて速度リップルの位相を決定する。但し、ここでは上記速度リップルは、その大部分を電流検出手段のオフセットに起因した成分が占めていること、並びにインバータ2の出力電流と同周期の正弦波と近似していることを前提としている。

【0031】トルクリップル算出器16(請求項2の発明でいう電流指令値補正手段に相当)は、ピーク値及びピーク値位相検出器15により決定された速度リップルの位相を $90^\circ$ 進めることにより、トルクリップル位相を求めると共に、極数掛算器7からの電流位相基準に基づいてU相若しくはW相出力電流位相に同期したトルクリップル推定値を算出して、その逆位相成分を求める構

成となっており、以下(1)～(4)のような制御を順次実行する。

【0032】(1)U相電流リップル補正值 $I_{urip}$ 及びW相電流リップル補正值 $I_{wrip}$ を初期値である例えば「0」にセットする。

(2)平均速度算出器11から速度平均値 $\omega_{av}$ を入力すると共に、ピーク値及びピーク値位相検出器15から速度リップルピーク値 $\omega_{pk}$ 及び速度リップルとU相電流との位相差 $\psi_{rip}$ を入力する。

10 【0033】(3)  $I_{urip} = I_{urip} - Kt \cdot (\omega_{pk} - \omega_{av}) \cdot \sin(\theta + \psi_{rip})$

$$I_{wrip} = I_{wrip} - Kt \cdot (\omega_{pk} - \omega_{av}) \cdot \sin(\theta + \pi/3 + \psi_{rip})$$

の演算を行う。但し、 $Kt$ 電流リップル補正係数で(任意の値)である。そして、斯様な演算により得たU相電流リップル補正值 $I_{urip}$ 及びW相電流リップル補正值 $I_{wrip}$ を、それぞれU相及びW相の出力電流指令値に加算する。尚、図2では、U相電流リップル補正值 $I_{urip}$ について演算器10aを通じて加算する構成部分のみを図示している。

20 【0034】(4)速度平均値 $\omega_{av}$ 、速度リップルピーク値 $\omega_{pk}$ 及び速度リップルとU相電流との位相差 $\psi_{rip}$ を再入力して $(\omega_{pk} - \omega_{av})$ を演算し、その演算結果が前回の $(\omega_{pk} - \omega_{av})$ の演算値より小さい場合には、前記(3)の演算及び補正值出力制御から再度実行し直す。また、上記演算結果が前回の $(\omega_{pk} - \omega_{av})$ の演算値と等しいか若しくは大きい場合には、前回のU相電流リップル補正值 $I_{urip}$ 及びW相電流リップル補正值 $I_{wrip}$ をそのままU相及びW相の電流リップル補正指令とする。

30 【0035】以上のようにして、U相若しくはW相出力電流位相の周期と同周期成分のトルクリップル推定値を算出すると共に、その逆位相成分を出力電流指令値に対し加算するという電流リップル補正が行われることにより、電流検出手段にオフセットが存在する場合でも、そのオフセット分に起因したトルクリップルが自動的に補正されるものであり、これにより誘導電動機1のトルクリップルを低減できるようになる。

40 【0036】次に、本発明の第3実施例について図3並びに前記図4を参照しながら説明する。但し、この実施例においても、図5に示した従来構成及び図1に示した第1実施例と同一の構成部分が存在するから、それらの構成部分については同一符号を付すことによって詳細な説明を省略する。

50 【0037】即ち、本実施例においても、誘導電動機1のトルクリップルが速度リップルの微分値に比例するという既述の特性を利用して、電流検出手段のオフセットや誘導電動機1のコギングトルクなどのように、負荷トルク変動に起因したトルク変動と無関係なトルクリップル成分を、換言すればインバータ2の出力電流及び周波

数には無関係に常時一定の大きさで出現するトルクリップル成分を補正するようにした点に特徴を有する。

【0038】具体的には、図3において、記憶部17は、誘導電動機1の速度検出値である微分回路5からの角速度 $\omega_r$ を速度リップル検出値として記憶するために設けられており、例えば誘導電動機1が1回転する毎に速度検出器3から出力されるZ相パルスPZをトリガ信号として、少なくとも誘導電動機1の1回転分の角速度 $\omega_r$ を、速度リップル検出値と順次更新記憶するようになっている。ここで、Z相パルスPZをトリガ信号とした目的は、出力電流と速度リップルとの位相関係を明確にするためであり、例えば誘導電動機1に代えて永久磁石同期電動機を使用する場合にはZ相パルスと所定の磁極と位置関係が明確になっていることが前提条件となる。

【0039】逆位相トルクリップル算出手段としての逆位相トルクリップル基準作成器18は、記憶部17に記憶されている速度リップル検出値（誘導電動機1の少なくとも1回転分以上の速度リップルを示す）を微分することによってトルクリップル成分を示す信号に変換すると共に、その信号の位相を反転させて任意の定数Kaを乗ずることによって、逆位相トルクリップル推定値を算出し、その算出結果を逆位相トルクリップル指令発生器19に与える。

【0040】この逆位相トルクリップル指令発生器19は、請求項3の発明でいう電流指令値補正手段に相当するもので、前記逆位相トルクリップル推定値から、Z相パルスPZを同期信号とし且つ極数掛算器7からの電流位相基準に基づいて、現在の位相に合致した逆位相トルクリップル電流値を求め、その電流値を電流リップル補正値としてU相及びW相の出力電流指令値に加算する。尚、この逆位相トルクリップル指令発生器19には、上記補正出力の評価のために、平均速度算出器11からの速度平均値 $\omega_{av}$ 及びピーク値検出器12からの速度リップルピーク値 $\omega_{pk}$ が入力される。

【0041】以下、(1)～(5)には、上記記憶部17、逆位相トルクリップル作成器18及び逆位相トルクリップル指令発生器19による一連の機能を示す。

(1) 係数Kaを初期値である例えば「0」にセットする。

【0042】(2) 角速度 $\omega_r$ 、速度平均値 $\omega_{av}$ 、速度リップルピーク値 $\omega_{pk}$ を検出すると共に、速度リップルの振幅を示す( $\omega_{av}-\omega_{av}$ )を演算する。

(3)  $Ka = Ka + K_0$

の演算を行う。但し、 $K_0$ は電流リップル補正係数で任意の値に設定できる。

【0043】

(4)  $I_{urip} = -Ka \cdot d\omega_r / dt (=0)$

$I_{wrip} = -Ka \cdot d\omega_r / dt (=120)$

の演算を行い、斯様な演算により得たU相電流リップル

補正値 $I_{urip}$ 及びW相電流リップル補正値 $I_{wrip}$ を、それぞれU相及びW相の出力電流指令値に加算する。尚、図3では、U相電流リップル補正値 $I_{urip}$ について演算器10aを通じて加算する構成部分のみを図示している。

【0044】(5) 角速度 $\omega_r$ 、速度平均値 $\omega_{av}$ 、速度リップルピーク値 $\omega_{pk}$ を再検出して( $\omega_{pk}-\omega_{av}$ )を演算し、その演算結果が前回の( $\omega_{pk}-\omega_{av}$ )の演算値より小さい場合には、前記(3)の演算制御から再度実行し直す。また、上記演算結果が前回の( $\omega_{pk}-\omega_{av}$ )の演算値と等しいか若しくは大きい場合には、前回のU相電流リップル補正値 $I_{urip}$ 及びW相電流リップル補正値 $I_{wrip}$ をそのままU相及びW相の電流リップル補正指令とする。

【0045】以上のような制御が行われることにより、電流検出手段のオフセット及び誘導電動機1のコギングトルクなどのように、負荷トルク変動に起因したトルク変動と無関係なトルクリップル成分が低減できるようになる。

【0046】尚、上記した各実施例では、誘導電動機1のU相及びW相の各入力電流を検出するようにしたが、電流検出相は任意に設定できる。また、フィードバック制御のための回路構成要素は、マイクロコンピュータのプログラムにより得ることも可能である。

【0047】

【発明の効果】以上の説明によって明らかなように、請求項1の発明によれば、速度制御対象の交流電動機の速度リップルを利用して電流検出手段のオフセットを自動補正する構成としたから、そのオフセットに起因して発生するトルクリップルを速度フィードバック制御系を利用して効果的に低減できるようになる。また、請求項2の発明によれば、トルクリップルが交流電動機の速度リップルの微分値に比例するという特性を利用して交流電動機に対する出力電流指令値を直接的に補正するようにしたから、電流検出手段のオフセットに起因して発生するトルクリップルを効果的に低減できるようになる。さらに、請求項3の発明によれば、上記特性を利用して算出した逆位相トルクリップル電流値を交流電動機に対する出力電流指令値に加算するようにしたから、電流検出手段のオフセット及び交流電動機のコギングトルクなどのように、負荷トルク変動に起因したトルク変動と無関係なトルクリップル成分の全体を低減できるようになる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例の電氣的構成を示す機能ブロック図

【図2】本発明の第2実施例を示す図1相当図

【図3】本発明の第3実施例を示す図1相当図

【図4】本発明の第1～第3実施例並びに従来例の作用説明用タイミングチャート

10

20

30

40

50

11

【図5】従来例を示す図1相当図

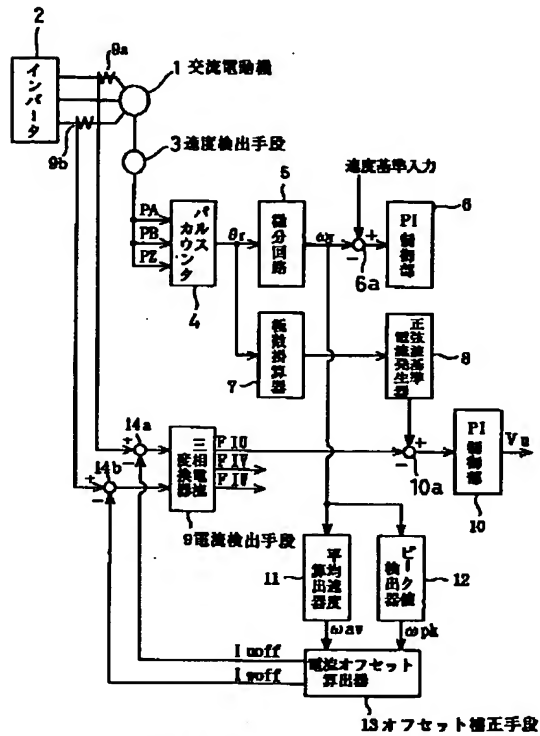
【符号の説明】

図面中、1は誘導電動機（交流電動機）、2はインバータ、3は速度検出器（速度検出手段）、4はパルスカウンタ、5は微分回路、8は正弦波基準電流発生器、9は三相電流変換器（電流検出手段）、10は電流PI制御部、11は平均速度算出器（平均値算出手段）、12は

12

ピーク値検出器（ピーク値検出手段）、13は電流オフセット算出器（オフセット補正手段）、15はピーク値及びピーク値位相検出器、16はトルクリップル算出器（電流指令値補正手段）、17は記憶部、18は逆位相トルクリップル基準作成器（逆位相トルクリップル算出手段）、19は逆位相トルクリップル指令発生器（電流指令値補正手段）を示す。

【図1】

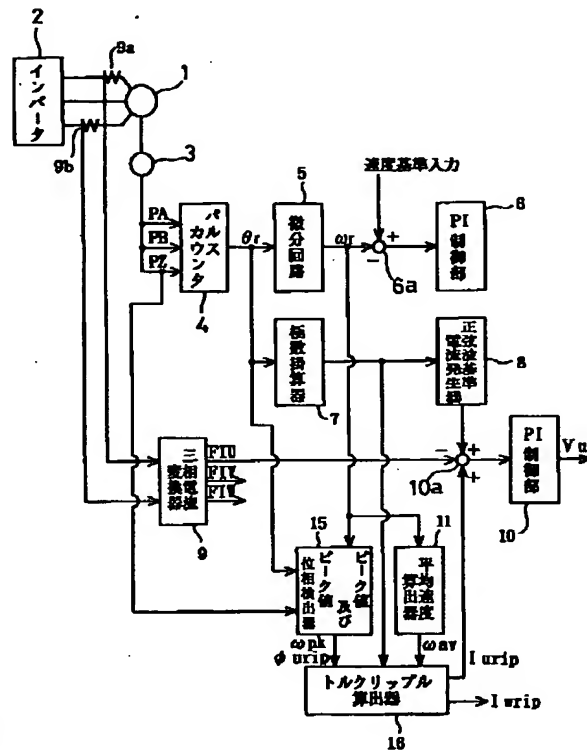


11: 平均値算出手段

12: ピーク値検出手段

13 オフセット補正手段

【図2】

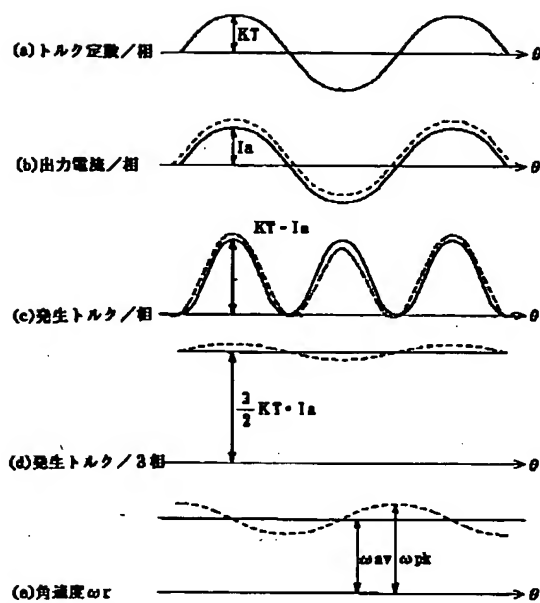


15: 平均値算出手段

16: ピーク値検出手段

17: オフセット補正手段

【図4】



【例5】

